



论 文

正交极化二元阵雷达的空域极化特性及散射矩阵测量方法

戴幻尧*, 王雪松, 李永祯, 罗佳, 肖顺平

国防科技大学电子科学与工程学院, 长沙 410073

* 通信作者. E-mail: leon0203@sohu.com

收稿日期: 2010-05-24; 接受日期: 2010-07-26

国家自然科学基金重点项目 (批准号: 60736006)、国家自然科学基金青年科学基金项目 (批准号: 60802078)、湖南省研究生创新项目 (批准号: CX2009B010) 和国防科技大学博士创新重点项目 (批准号: B090401) 资助

摘要 极化测量技术是现代雷达领域的重要发展趋势之一, 对目标极化特性的测量是实现极化雷达的关键技术, 但在工程实现上存在很大的技术挑战. 针对这种情况, 提出了一种新体制目标特性测量雷达的理论模型, 即正交极化二元阵. 初步证明了该式天线具有明显的极化空变特性, 进而设计了一种新的极化测量处理算法, 仅需一个接收处理通道即可在天线波束扫描目标时, 实现目标极化散射矩阵的测量. 通过紧凑场微波暗室对自行搭建的正交极化二元阵进行了全极化宽频动态测量实验, 利用实测数据处理验证了上述研究的正确性. 研究结果对于挖掘现有雷达装备的极化测量潜力, 提升其信息获取与处理能力, 具有一定的启发意义.

关键词 正交极化二元阵 空域极化特性 雷达目标特性 散射矩阵 极化测量 机械扫描

1 引言

对于雷达目标特性和目标识别研究而言, 目标极化特性测量无疑是研究者需要关注的基础性问题. 极化信息作为目标回波中的关键特征信息, 在气象探测、地理遥感^[1-5], 极化域的目标检测、增强、滤波、抗干扰以及目标识别^[6-12]等方面发挥着关键的作用. 但是长期以来, 目标极化测量问题似乎始终处于一种颇为尴尬的境地. 一方面, 学者普遍认为该项技术并不复杂, 因为对于雷达应用而言, 电磁波可以视作自由传播的 TEM(transverse electromagnetic wave) 平面波, 波的极化可以在两个正交极化基上线性表示, 而目标则可视作一个极化变换器^[5], 通常用一个二阶复矩阵表示, 因此极化测量问题在数学上自然地抽象为二阶复矩阵的求解问题, 而这可以通过对“在两个正交极化基上同时或交替地接收并测量两个正交极化激励下的目标回波信号”这一物理过程数学建模后直接求解, 这个模型无疑是直观且简单的. 但另一方面, 对工程实现而言, 目标极化测量问题却远非想象简单, 即使对于专门的目标特性测量雷达, 在处理天线极化纯度、正交极化天线隔离、极化定标、极化校准等问题上都常常遇到困难^[13-16], 使得目标的极化特性测量数据难以保证足够的精度. 而对大多数实际使用的搜索和跟踪雷达而言, 极化测量能力更是与射频系统设备量翻番、系统复杂度剧增、实现代价高昂成了不可分割的整体, 因而甚少见诸实用.

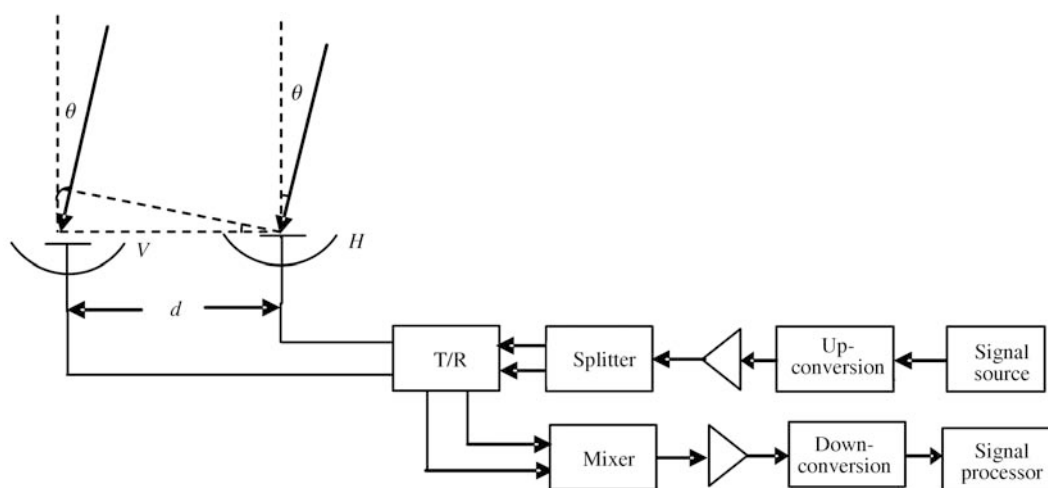


图 1 正交极化二元阵雷达的组成结构框图

Figure 1 OPBAR structure

针对该问题本文做了一些新的考虑, 提出了一种新型雷达天线体制, 即所谓的“正交极化二元阵”, 目的是研究天线的空域极化特性, 并且尝试着利用天线极化在“空域慢变”的特性, 结合极化信号处理技术, 实现目标的极化测量. 本文的第 1 节是引言; 第 2 节介绍了正交极化二元阵的概念, 分析了其空域极化特性, 进而利用锥形喇叭天线设计了实际的物理模型, 理论分析和实测数据均证明其具有明显的极化空变特性; 第 3 节研究了正交极化二元阵雷达对目标的接收信号, 分析了信号的空域频谱特性, 发现了其空域谱是与目标极化散射矩阵各元素线性对应的梳状谱的这一特殊物理现象, 通过实测数据处理, 给出了实验结果, 验证了这种新型雷达的极化测量能力, 指出了阵元间距、空间采样率、谱线参数估计为提高极化测量性能的参数; 第 4 节给出了结论, 指出了这种新型体制雷达下一步发展中需关注的一些问题.

2 正交极化二元阵雷达模型及其空域极化特性

2.1 正交极化二元阵的理论模型

所谓正交极化二元阵雷达, 是指其天线系统是由两个极化彼此正交的阵元所构成的二元阵列天线, 其结构如图 1 所示. 不妨设第 1 个阵元为水平极化, 其在水平面内的振幅方向图为 $F_1(\theta)$, 第 2 个阵元为垂直极化, 其在水平面内的振幅方向图为 $F_2(\theta)$, 两个阵元间距为 d , 工作波长为 λ , 两个阵元波束指向平行. 天线采用机械扫描方式, 且由同一伺服电路控制. 与现有全极化雷达所不同的是, 其发射通道、接收通道都只有一路, 发射时, 两天线阵元由同一信号源激励, 同时辐射电磁信号; 接收时, 两天线阵元同时接收, 并将接收到的射频信号合成一路输入到信号处理机.

由天线理论可知^[17], 天线辐射场的极化状态是空间角度的函数. 考虑远场条件下, 且极化基选为水平、垂直极化基, 记为 $(\hat{h}, \hat{v})$, 则水平极化天线在距离 R_0 , 方位角 θ 处的辐射电场在极化基 $(\hat{h}, \hat{v})$ 下记作

$$\mathbf{E}_1(\theta) = G \cdot \begin{bmatrix} F_1(\theta) \\ 0 \end{bmatrix} e^{j(\omega_0 t - k R_0)}, \quad (1)$$

其中, $\omega_0 = 2\pi f_0$, $f_0 = \frac{c}{\lambda}$ 是雷达工作频率, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ 为波数.

通常情况下, 阵元间距 d 远小于目标距离 R_0 , 故知该点相对于第 2 个阵元的垂直极化波束中心指向的方位角近似为 θ , 距离近似为 $R_0 - d \sin \theta$, 因此第 2 个阵元在该点的辐射场可表示为

$$\mathbf{E}_2(\theta) = G \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ F_2(\theta) \end{bmatrix} e^{j(\omega_0 t - kR_0 + kd \sin \theta)}. \quad (2)$$

两电场在空间相干合成, 得到正交极化二元阵天线的总辐射场, 表示为

$$\mathbf{E}_t(\theta) = G \cdot \begin{bmatrix} F_1(\theta) \\ F_2(\theta)e^{jkd \sin \theta} \end{bmatrix} e^{j(\omega_0 t - kR_0)}. \quad (3)$$

实际应用中, 二元阵的两个阵元都是有方向性的, 很多场合下其波束宽度较窄. 因此, 当我们仅考虑天线波束主瓣的辐射场时, 可认为有 $\theta \ll 1$ 成立, 于是使用近似式 $\sin \theta \approx \theta$, 同时忽略掉公式 (3) 中的时谐项, 在天线主瓣附近, 正交极化二元阵天线的辐射场近似表示为

$$\mathbf{E}_t(\theta) = G \cdot \begin{bmatrix} F_1(\theta) \\ F_2(\theta)e^{jkd\theta} \end{bmatrix} \cdot e^{-jkR_0} = G \cdot \mathbf{h}_t(\theta) \cdot e^{-jkR_0}, \quad (4)$$

其中, 下标 “ t ” 表示发射, $\mathbf{h}_t(\theta) = \begin{bmatrix} F_1(\theta) \\ F_2(\theta)e^{jkd\theta} \end{bmatrix}$ 表征二元阵天线的空域极化状态矢量, $\theta \in [-\frac{\Omega}{2}, \frac{\Omega}{2}]$, Ω 是天线波束宽度.

用 $D = \frac{d}{\lambda}$ 表示二阵元间距的电长度, 则公式 (4) 又可写为

$$\mathbf{h}_t(\theta) = G \cdot \begin{bmatrix} F_1(\theta) \\ F_2(\theta)e^{j2\pi D\theta} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

由此可知, 正交极化二元阵的辐射场极化是一个空域函数, 即随着方位角 θ 的变化, 辐射场的极化状态也随之发生变化. 用瞬态极化理论的观点^[18]来看, $\mathbf{E}_t(\theta)$ 是一个空域瞬态极化信号, 特别地, 当 $F_1(\theta)$, $F_2(\theta)$ 为关于 θ 的慢变函数时, $\mathbf{E}_t(\theta)$ 成为一个极化域螺旋信号, 这意味着, 在一个给定的方位观测窗口内, 二元阵的辐射场会呈现出连续变化的极化状态.

当把正交极化二元阵作为接收天线时, 根据互易原理立知其接收极化矢量为

$$\mathbf{h}_r(\theta) = \mathbf{h}_t(\theta) = \mathbf{h}(\theta). \quad (6)$$

2.2 正交极化二元阵物理模型的实测极化特性

以锥形喇叭天线为天线单元, 搭建了正交二元阵天线的物理模型. 通过对正交极化二元阵的物理模型进行微波紧凑场测量实验, 分析了其空域极化特性, 图 2 给出了正交极化二元阵暗室测量系统示意图. 测量中, 将正交极化二元阵天线作为待测接收天线, 发射天线分别选择垂直极化和水平极化. 同时, 将正交极化二元阵的两路输出合为一路, 用电缆链接矢量网络分析仪来完成接收电场的动态数据记录. 在动态测量中, 矢网对正交极化二元阵电场进行方位向的空域采样处理.

测量实验模式如下: ① 方位向扫描范围: $-50^\circ \sim 50^\circ$, 扫描间隔 0.2° ; ② 扫频范围: $0.5 \sim 2$ GHz, 扫频间隔 5 MHz; ③ 数据录取频率约 68 Hz, 也即相当于脉冲重复频率可达约 68 Hz; ④ 发射极化选择: 垂直极化、水平极化、圆极化; ⑤ 记录合路输出通道电压数据.

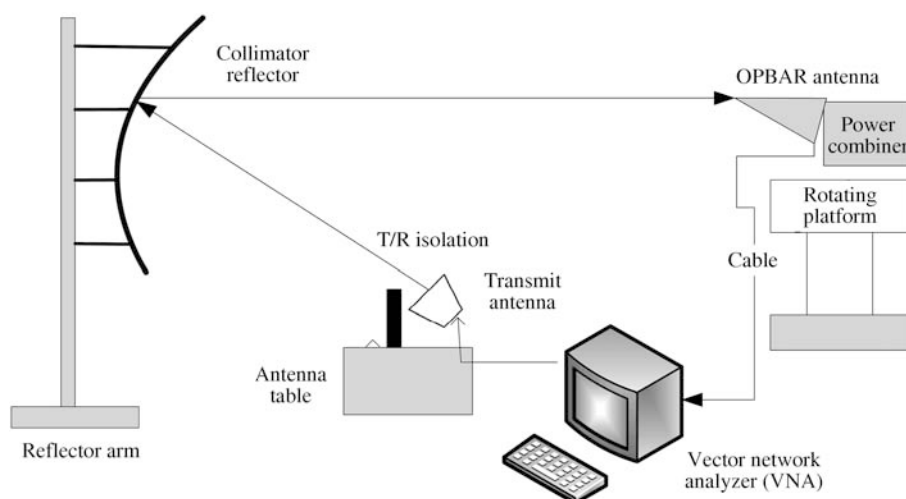


图 2 正交极化二元阵暗室测量系统示意图

Figure 2 The sketch map of OPBAR measurement in microwave dark room

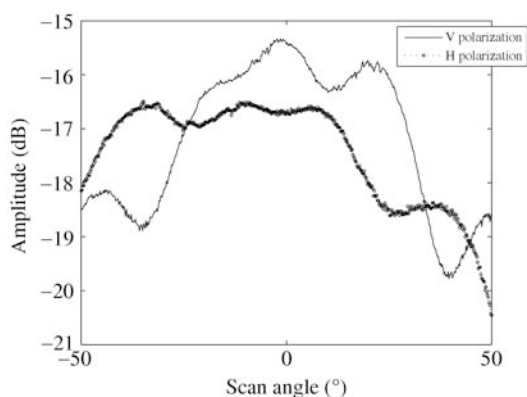


图 3 实测正交极化二元阵的全极化方向图

Figure 3 Measurement polarization pattern of OPBAR antenna

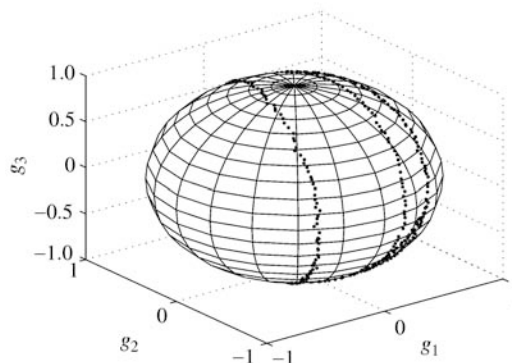


图 4 正交极化二元阵的空域 IPPV 图

Figure 4 Spatial IPPV distribution map of OPBAR antenna

利用方位扫描的天线实测数据, 分析得到了在不同描述方式下: 天线极化方向图、空域瞬态极化投影矢量、空域极化椭圆描述子的变化规律. 其中, 图 3 示出了在中心频点 $f=1.5$ GHz 时, 天线在水平、垂直极化基下的未归一化极化方向图. 由图 4 可以看出, 在测量扫描区间内辐射电场所经历的极化状态分布在 Poincaré 球上多个经度圈上, 遍历了圆极化、多个线极化、垂直极化以及水平极化等多种极化状态, 图 5, 6 给出了极化椭圆倾角和极化椭圆率角关于方位扫描角的变化规律, 证明了该式天线具有明显的极化空变特性, 该属性有望为极化测量等极化信息处理提供新的思路.

3 正交极化二元阵雷达的目标极化测量算法

3.1 正交极化二元阵对目标的接收信号

考虑相干雷达体制, 其天线采用正交极化二元阵, 并在方位向机械圆周扫描. 图 7 给出了正交极

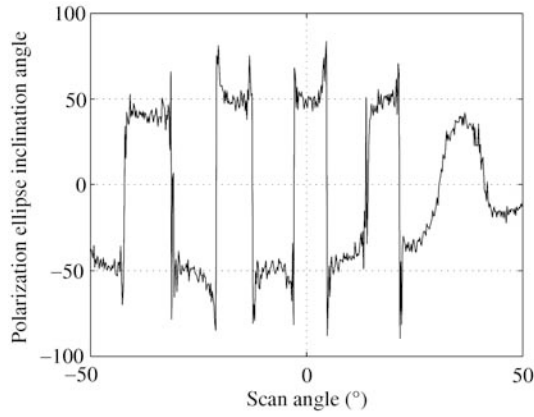


图 5 极化椭圆倾角随方位扫描的变化关系

Figure 5 Polarization ellipse inclination angle pattern of OPBAR antenna

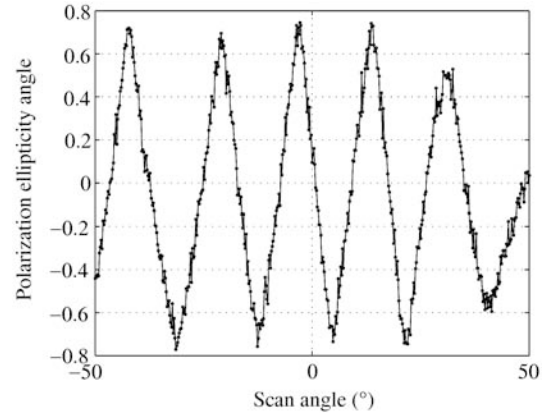


图 6 极化椭圆率角随方位扫描的变化曲线

Figure 6 Polarization ellipticity angle pattern of OPBAR antenna

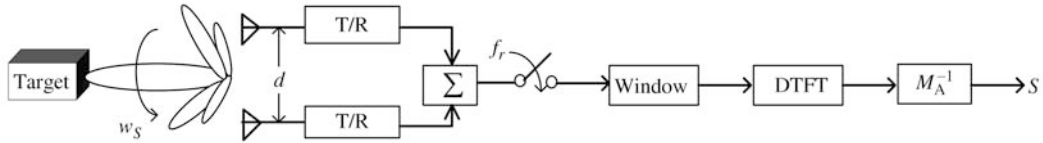


图 7 正交极化二元阵雷达目标极化特性测量原理框图

Figure 7 The working principle diagram of PSM measurement of OPBAR

化二元阵雷达进行目标极化测量的原理框图. 设二元阵波束内有一目标, 其极化散射矩阵在 \$(\hat{h}, \hat{v})\$ 极化基上记为

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

我们知道, 单静态条件下线性目标的散射具有互易性^[13,14], 其散射矩阵为对称阵, 即有 \$S_{12} = S_{21}\$. 在当前观测角 \$\theta\$ 下, 目标的反射场为

$$\mathbf{E}_r(\theta) = \mathbf{S} \mathbf{E}_t(\theta). \quad (8)$$

此反射场被正交极化二元阵接收, 所得电压为

$$v_r(\theta) = \mathbf{h}_r^T(\theta) \mathbf{E}_r(\theta), \quad (9)$$

式中上标“T”表示转置算符. 将公式 (5), (6) 代入上式得

$$v_r(\theta) = \mathbf{E}_t^T(\theta) \mathbf{S} \mathbf{E}_t(\theta). \quad (10)$$

再将公式 (7) 代入, 展开整理得

$$v_r(\theta) = S_{11} F_1^2(\theta) + 2S_{12} F_1(\theta) F_2(\theta) e^{j2\pi D\theta} + S_{22} F_2^2(\theta) e^{j4\pi D\theta}. \quad (11)$$

由此式可见, 在通常的天线波束主瓣区域内, 天线两个阵元的幅度方向图 \$F_1(\theta)\$, \$F_2(\theta)\$ 皆为关于方位角 \$\theta\$ 的空域慢变函数, 而 \$e^{j2\pi D\theta}\$ 和 \$e^{j4\pi D\theta}\$ 为关于 \$\theta\$ 的复正弦信号, 相应的空域频率分别为 \$D\$ 和

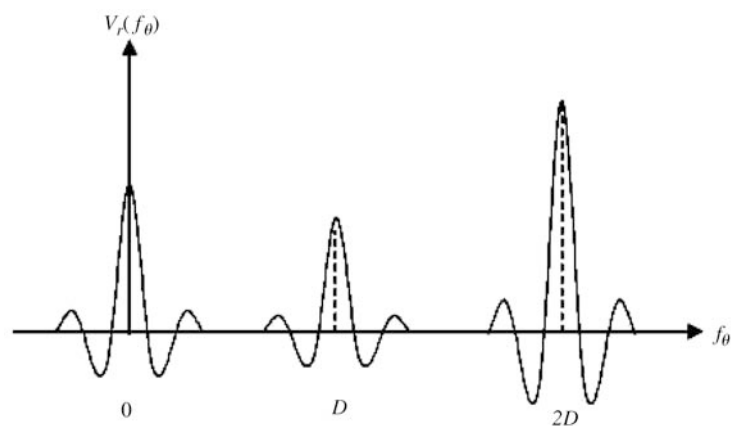


图 8 二元阵接收电压信号空域频谱示意图

Figure 8 Spatial spectrum of voltage signal received by OPBAR

2D. 为简化分析, 暂不妨设在观测空域 $[-\frac{\theta_0}{2}, \frac{\theta_0}{2}]$ 内, 这里的 θ_0 一般与阵元波束宽度相当, $F_1(\theta)$ 和 $F_2(\theta)$ 皆恒定不变, 并记为 F_{10} 和 F_{20} , 于是公式 (11) 变为

$$v_r(\theta) = S_{11}F_{10}^2 + 2S_{12}F_{10}F_{20}e^{j2\pi D\theta} + S_{22}F_{20}^2e^{j4\pi D\theta}. \quad (12)$$

3.2 接收信号的空域频谱

对雷达接收目标回波做空域 Fourier 变换, 得其空域频谱为

$$V_r(f_\theta) = \int_{-\frac{\theta_0}{2}}^{\frac{\theta_0}{2}} v_r(\theta)e^{-j2\pi f_\theta\theta} d\theta. \quad (13)$$

这里 f_θ 代表空域频率, θ_0 为观测窗口长度, 它通常与阵元波束宽度相当. 将公式 (12) 代入后解得

$$V_r(f_\theta) = S_{11}F_{10}^2\theta_0 sa(\pi f_\theta\theta_0) + 2S_{12}F_{10}F_{20}\theta_0 sa[\pi(f_\theta - D)\theta_0] + S_{22}F_{20}^2\theta_0 sa(\pi(f_\theta - 2D)\theta_0). \quad (14)$$

其中, $sa(x) = \frac{\sin x}{x}$ 为 Sinc 函数, 由 Sinc 函数性质易知, $sa(\pi f_\theta\theta_0)$ 的主瓣宽度约为 $\frac{1}{\theta_0}$, 即与观测窗口长度成反比. 如果有 $D \gg \frac{1}{\theta_0}$ 即公式 (14) 中 3 个频谱分量彼此相距足够远, 那么 $V_r(f_\theta)$ 可近似认为是由 3 根独立的谱线组成的梳状谱, 如图 8 所示. 3 根谱线的宽度皆为 $\frac{1}{\theta_0}$ 中心分别位于 $f_\theta = 0, D, 2D$ 处, 相应的谱峰值分别为

$$V_r(0) \approx S_{11}F_{10}^2\theta_0, \quad (15)$$

$$V_r(D) \approx 2S_{12}F_{10}F_{20}\theta_0, \quad (16)$$

$$V_r(2D) \approx S_{22}F_{20}^2\theta_0. \quad (17)$$

由此三式可见, 若预先已知参量 F_{10} , F_{20} 和 θ_0 , 那么通过对二元阵接收电压进行空域频谱分析, 获得 3 根谱线的参数, 便可反推出目标散射矩阵的各元素. 这就是正交极化二元阵雷达测量目标极化散射矩阵的算法原理, 也就是启发我们寻找利用目标回波的空域、频域特性来测量目标极化特性的新方法.

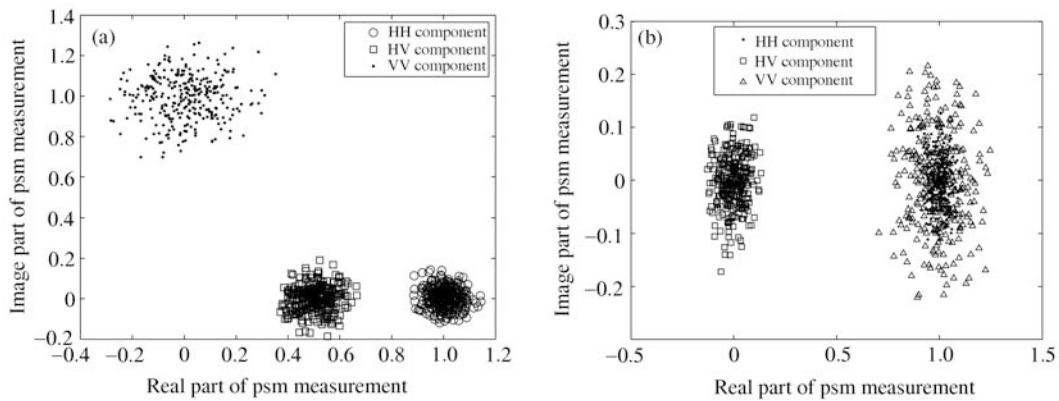


图 9 目标散射矩阵元素估计值的复平面分布

Figure 9 Estimation of target polarization scattering matrix in complex plane

(a) Testing target; (b) standard metal sphere target

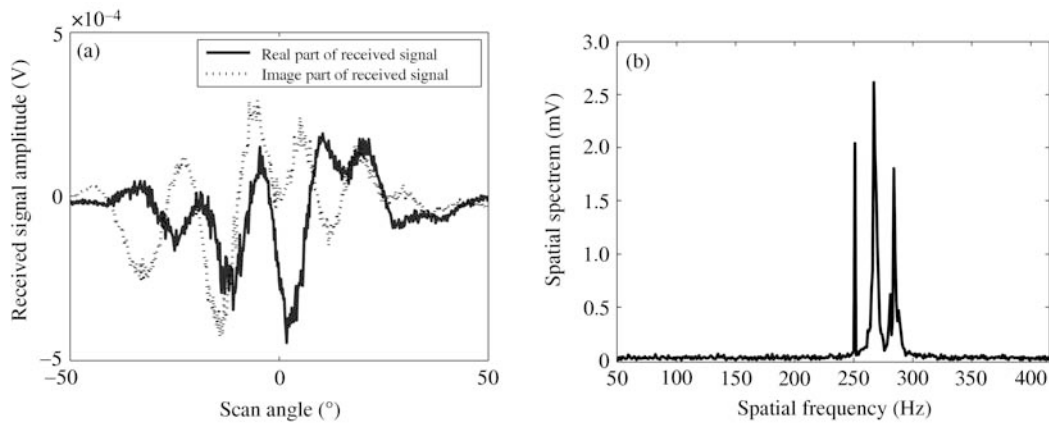


图 10 雷达天线扫描目标时接收电压信号及其空域频谱

Figure 10 Received signal and its spatial spectrum when antenna scans target

(a) Target echoed signal; (b) spatial spectrum of target echo signal

3.3 目标极化散射矩阵测量实验

为验证本文所提的正交极化二元阵雷达目标极化测量新方法, 利用上一节的实测数据进行了如下实验. 实验雷达系统参数如下: 雷达工作在 L 波段, 两个正交极化通道的发射功率均为 $P_t = 50 \text{ W}$, 天线阵元的增益 $G_t = 15 \text{ dB}$, 波束宽度 $\theta_{3 \text{ dB}} = 8^\circ$, 接收机带宽 $B_n = 0.5 \text{ MHz}$, 噪声系数 $F_n = 3 \text{ dB}$, 系统损耗约为 $L_r = 10 \text{ dB}$, 雷达天线转速为 6 转/分, 脉冲重复频率 $f_r = 1 \text{ KHz}$. 微波暗室测得某配试飞机模型的标称极化散射矩阵为 $\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 1 & 0.5 \\ 0.5 & j \end{bmatrix}$, 其与一标准金属球目标 (散射矩阵为二阶单位阵) 分别置于距离雷达 0.8 km 处进行测量. 雷达扫描测量后得到的目标散射矩阵诸元素估计值的复平面分布结果如图 9 所示. 其中, 天线对该目标进行了 300 次扫描, 故得 300 组估计值. 对飞机模型目标, 根据雷达方程估算出此时两部接收机内的信噪比为: HH 通道约为 7.4 dB, VV 通道约为 1.4 dB, 交叉极化通道约为 -9.0 dB. 雷达接收的两个极化通道合成信号及其空域频谱如图 10 所示, 可以清晰看出目标回波信号空域谱结构为 3 根谱线组成的梳状谱, 和理论分析结果吻合.

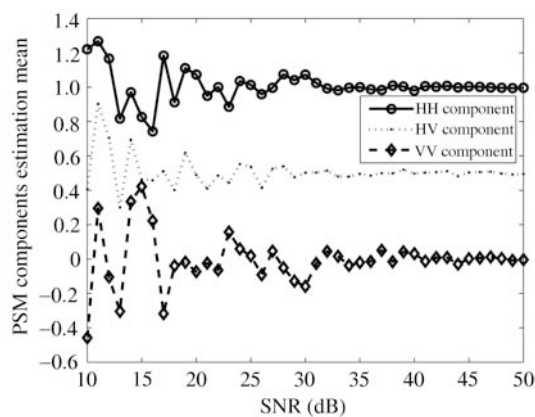


图 11 目标极化散射矩阵诸元素测量值的均值

Figure 11 Mean value of target polarization scattering matrix components measurement

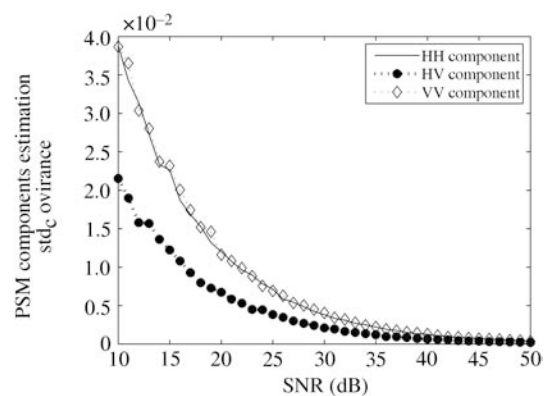


图 12 目标极化散射矩阵诸元素测量值的标准差

Figure 12 Standard variance of target polarization scattering matrix components measurement

图 11, 12 给出了配试飞机目标散射矩阵各元素估计均值和标准差的实验结果曲线. 可以看出该种测量方法的精度较之文献 [19] 的方法要高, 即使在信噪比较低的情况下也有比较好的结果, S_{HH} 和 S_{VV} 的估计误差与理论值吻合得很好, 而交叉极化分量 S_{HV} 的估计误差标准差刚好为主极化分量的一半, 目标散射矩阵元素的测量误差随信噪比的增大而减小. 特别的, 经大量实验发现, 散射矩阵的测量精度还取决于回波空域谱峰的估计精度, 为了准确估计 3 根谱线的峰值参数, 应尽可能使目标回波信号的空域谱线分开. 这就意味着, 要使目标回波信号的空域谱线尽可能分开, 以减少目标极化散射矩阵诸元素测量中的谱线互扰, 就要尽量使两个阵元的间距远大于阵元的孔径长度. 同时, 在阵元间距一定的情况下, 选择较大的观测窗口, 对于减小二元阵接收信号的 3 根谱线之间的互扰是有利的. 另外, 目标极化测量的精度还与空域的采样间隔, 天线极化特性的空域变化快慢程度等因素有关, 可以通过提高接收系统的信噪比, 提高雷达脉冲重复频率以及降低天线机械扫描转速来实现, 本文设计的具有明显空域极化特性的天线也是提高测量精度的有效手段.

4 结论

本文提出的正交极化二元阵雷达是一种新概念的极化特性测量雷达, 可以在天线波束扫掠目标的短暂瞬间 (通常在几十个毫秒的量级) 就可以获得目标极化散射矩阵的测量值. 其核心思想概括起来有两点: 一是合理利用了二元阵天线特殊的空域极化特性; 二是将目标对二元阵天线入射波的极化调制特征转化成雷达接收信号的时变特征, 从而通过空域频谱分析就可获得目标极化散射矩阵元素的测量. 通过文中的分析不难看出, 这种雷达的极化测量过程并不复杂, 相比现有极化测量雷达体制而言, 它对设备量、系统复杂度以及实现代价的要求也基本算不上苛刻. 事实上, 它需要增加一副正交极化天线和相应的馈线系统, 发射时两路功率同时发射, 电磁波在空间合成, 接收时则把两路回波信号在高频段直接合成一路, 目标的极化特性信息自然地以空域时变信号的方式蕴藏其中, 因此这种雷达体制在很大程度上绕开了两路极化通道之间的轮流发射切换、通道幅相一致性校正、正交极化隔离等工程难题. 这种雷达比较巧妙地利用了天线的机械扫描所带来的空域极化时变特性, 因而对于实际中广泛使用的机械扫描体制雷达, 具有一定的启发意义和应用前景.

参考文献

- 1 Melanie T, Ramata M, Hardy B G. Application of target decomposition theorems over snow-covered forested areas. *IEEE Trans Geosci Remote Sens*, 2009, 42: 508–511
- 2 Howard S D, Calderban A R, Moran W. A simple signal processing architecture for instantaneous radar polarimetry. *IEEE Trans Inf Theory*, 2007, 53: 1282–1289
- 3 López-M C, Pottier E, Cloude S R. Statistical assessment of eigenvector-based target decomposition theorems in radar polarimetry. *IEEE Trans Geosci Remote Sens*, 2005, 43: 2058–2073
- 4 Migliaccio M, Gambardella A. SAR polarimetry to observe oil spills. *IEEE Trans Geosci Remote Sens*, 2007, 45: 506–511
- 5 Martorella M, Palmer J. Polarimetric ISAR auto focusing. *IET Signal Process*, 2008, 2: 312–324
- 6 Wang X S, Dai D H, Xu Z H, et al. Polarization filter performance evaluation and selection. *Prog Nat Sci*, 2004, 14: 442–448
- 7 Wang X S, Chang Y L, Dai D H, et al. Band characteristics of SINR polarization filter. *IEEE Trans Antennas Propag*, 2007, 55: 1148–1154
- 8 Shi L F, Wang X S, Xiao S P. The best sub-step polarization estimation method of radar in the jamming background. *Prog Nat Sci*, 2005, 15: 1324–1329
- 9 Dai D H, Wang X S, Xiao S P, et al. Mathematical principle and characteristics of polarization transform. *Sci China Ser G-Phys Sci*, 2008, 51: 1287–1299
- 10 Dai D H, Wang X S, Xiao S P. Super-resolution polarimetric ISAR imaging based on two-dimensional CP-GTD model. *Prog Nat Sci*, 2007, 17: 1439–1448
- 11 Chang Y L, Wang X S, Li Y Z, et al. The signal selection and processing method for polarization measurement radar. *Sci China Ser F-Inf Sci*, 2009, 52: 1715–1951
- 12 Shi L F, Wang X S, Xiao S P. Polarization discrimination between repeater false-target and radar target. *Sci China Ser F-Inf Sci*, 2009, 52: 149–158
- 13 Boerner W M. Recent advances in extra-wide-band polarimetry, interferometry and polarimetric interferometry in synthetic aperture remote sensing and its applications. *IEE Proc Radar Sonar Nav*, 2003, 150: 113–124
- 14 Chen T J, Chu T H. Calibration and measurement of a wideband six-port polarimetric measurement system. *IEEE Trans AP*, 1997, 45: 1080–1085
- 15 Schwerdt M, Hounam D, Peres J L A. The calibration concept of terra SAR-X: a multiple mode, high-resolution SAR. *Can J Remote Sens*, 2005, 31: 30–36
- 16 Freeman A, Saatchi S S. On the detection of Faraday rotation in linearly polarized L-band SAR backscatter signatures. *IEEE Trans Geosci Remote Sens*, 2004, 42: 1607–1616
- 17 Mott H. *Polarization in Antennas and Radar*. New York: John Wiley and Sons, Inc., 1986
- 18 Wang X S, Li Y Z, Dai D H, et al. Instantaneous polarization statistics of electromagnetic waves. *Sci China Ser E-Tech Sci*, 2004, 47: 623–634
- 19 Luo J, Wang X S, Li Y Z, et al. A new method of radar target polarization scattering matrix measurement. *Signal Process*, 2009, 25: 868–873

Spatial polarization characteristics and scattering matrix measurement of orthogonal polarization binary array radar

DAI HuanYao*, WANG XueSong, LI YongZhen, LUO Jia & XIAO ShunPing

College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China

*E-mail: leon0203@sohu.com

Abstract Polarimetry is an important trend in the development of modern radar. The technique for measuring polarization scattering property of the target is the key for polarization radar realization, but it faces challenges in engineering. Here, a new theoretical model for target scattering characteristic measurement radar, named orthogonal polarization binary array radar (OPBAR), is proposed. The spatial polarization characteristics of the radar antennas are addressed. A new polarimetric algorithm that needs only one channel is designed. The polarization scattering matrix measurement can be implemented by processing received signal in a short time interval while antenna's beam mechanically scans the target. Through compactness field microwave dark room experiment, measurements of dynamic broadband polarimetry on OPBAR have been conducted and the validity of research work has been demonstrated. The result is helpful to exploiting the capability of current radar systems and enhancing their information acquiring and processing capacity.

Keywords orthogonal polarization binary array radar (OPBAR), spatial polarization characteristics, radar target signatures, polarization scattering matrix, polarization measurement, mechanical scanning